

СПЕЦИФИКА ПРОЯВЛЕНИЯ ВНУТРЕННИХ ВЗАИМНЫХ ИНДУКТИВНОСТЕЙ В МОЩНОМ СВЧ УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ В СУЩЕСТВЕННО НЕЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

© В. Л. Аронов, С. М. Романовский

ОАО «НПП «Пульсар», 105187, г. Москва, Окружной пр., 27

Разработана нелинейная модель усилительного каскада, позволяющая исследовать эффекты устойчивости, связанные с взаимной индуктивностью между соединительными проводниками в корпусе мощного СВЧ транзистора. Приведён анализ устойчивости исследуемого транзистора. Оценён вклад каждой из отдельно взятых взаимных индуктивностей на устойчивость транзистора.

Ключевые слова: нелинейная модель, мощный СВЧ транзистор, взаимная индуктивность, анализ устойчивости транзистора, соединительные проводники

Сведения об авторах: Аронов Вадим Львович, профессор, д.т.н., pulsar@dol.ru; Романовский Станислав Михайлович, romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru

SPECIFIC OF INTRINSIC MUTUAL INDUCTANCE IN ESSENTIALLY NONLINEAR POWER MICROWAVE AMPLIFIER STAGE

V. L. Aronov, S. M. Romanovsky

JCS «S&PE «Pulsar», 105187, Moscow, Okruzhnoy proezd, 27

Developed non-linear model of the amplification stage, which allows to investigate the effects of stability related to the mutual inductance between the bond wires in the high-power microwave transistor package. The analysis of the stability of the studied transistor is presented. Contribution of each individual mutual inductance on stability of the transistor is estimated.

Keywords: non-linear model, microwave power transistor, mutual induction, stability analysis of transistor, bonding wires

Data of authors: Aronov Vadim Lvovich, Professor, Sc.D., pulsar@dol.ru; Romanovsky Stanislav Mikhailovich, romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru

Введение

В теории и в практике работы с линейными или квазилинейными усилителями привычные понятия регенерации, появления отрицательного активного сопротивления дают исчерпывающее представление о границе устойчивости тех или иных усилительных устройств, дают основания для выбора необходимого за-

паса устойчивости в полосе рабочих частот и в диапазоне рабочих температур.

В существенно нелинейном режиме подобные представления требуют критического анализа, поскольку многие закономерности и специфические проявления оказываются неожиданными. Для мощных транзисторов под существенно нелинейным режимом понимается режим с отсечкой тока стока более

90 градусов и с провалом на вершине импульса тока стока (данный режим показан на рис. 3).

В течение определённого времени специфика обратных связей для нелинейных устройств не привлекала особого внимания. Разработчики транзисторов принимали возможные меры для снижения ёмкости коллектор-эмиттер для биполярных транзисторов и ёмкости затвор-сток для полевых транзисторов. Для тех конструкций, где общий электрод требовал проволочных соединительных проводников для электрического соединения с фланцем корпуса, была эффективно использована идея разделения этих проводников на две группы. Одна группа ориентирована в сторону входного электрода, другая группа ориентирована в противоположную сторону к выходному электроду. Остаточное значение индуктивности общего электрода определялось достаточно малой величиной взаимной индуктивности между упомянутыми группами проводников.

Однако по мере возрастания рабочих частот и при одновременном возрастании

плотности мощности в конструкциях современных транзисторов проблема внутренней обратной связи вновь обретает актуальность.

Эта проблема будет рассмотрена применительно к экспериментальному мощному LDMOS транзистору, предназначенному для работы в диапазоне частот 2,7-3,1 ГГц. Усилительный каскад работает в классе «В», при этом постоянное напряжение затвор-исток выбирается вблизи порогового напряжения.

В данной работе проводится оценка эффектов неустойчивости применительно к однокристальному транзистору, однако аналогичный подход может быть применен для транзисторов с большим количеством кристаллов и увеличенным количеством элементов согласования.

Конструкция сборки и электрическая схема соединений в корпусе мощного СВЧ транзистора

Конструкция сборки однокристального транзистора в корпусе представлена на рис. 1а. На рис. 1б представлена элек-

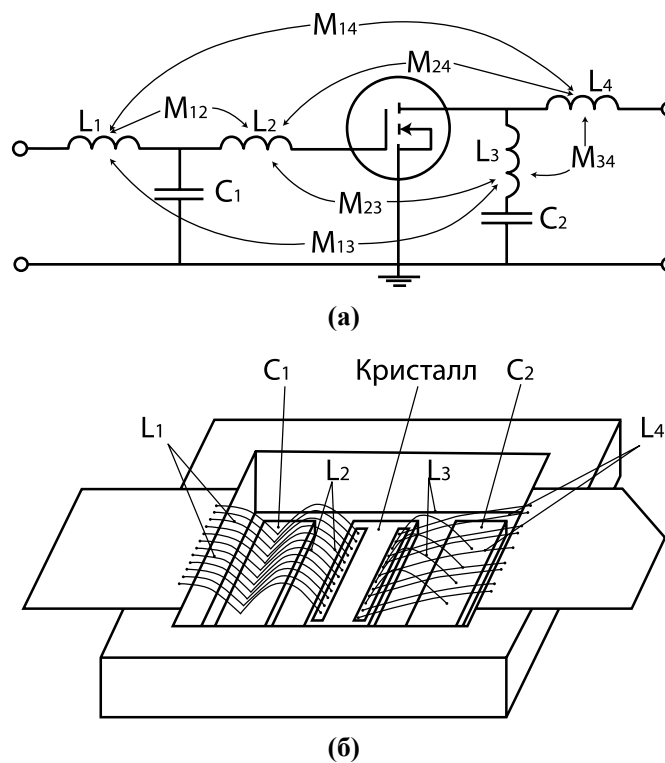


Рис. 1

Внешний вид СВЧ LDMOS транзистора (а) и эквивалентная схема соединений внутри корпуса транзистора (б)

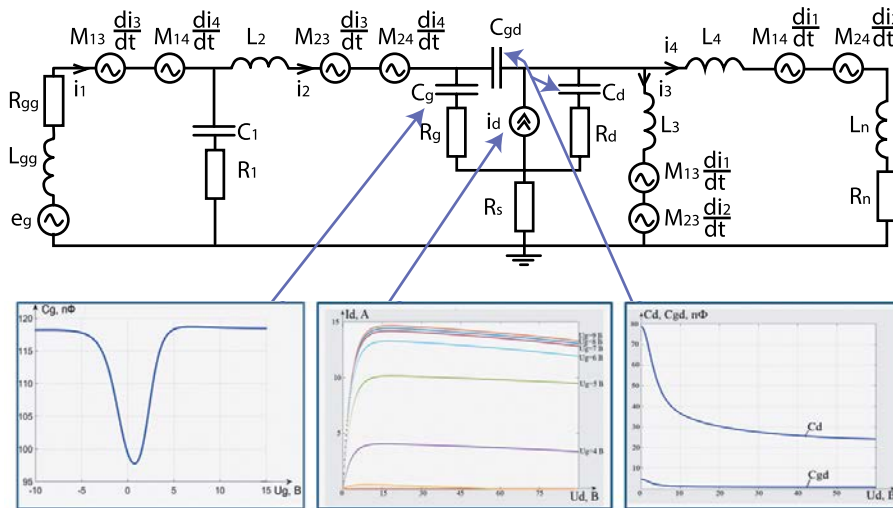


Рис. 2

Эквивалентная схема модели усилительного каскада

трическая схема соединений внутри корпуса данного транзистора. Схема включает два элемента цепи входного согласования – L_2 и C_1 , а также два элемента цепи выходного согласования – L_3 и C_2 .

В [1] представлен расчёт в программе электромагнитного анализа собственных индуктивностей рядов соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними в корпусе транзистора, используемого в настоящей работе. Эти результаты сведены в табл. 1.

Величины L_2 и L_3 конструктивно реализованы в соответствии с независимо проведённым синтезом согласующих цепей на входе и на выходе усилительного каскада. Индуктивности L_1 и L_4 также являются составной частью реализуемых внутри корпуса согласующих цепей.

Помимо собственных индуктивностей в табл. 1 приведены взаимные индуктивности M_{ij} между теми парами собственных индуктивностей, которые отражены в

индексе параметра. Значения взаимных индуктивностей определены приближённо. Основная причина связана с условным формированием граничных условий вне корпуса транзистора (подробнее в [1]).

Электрическая модель СВЧ LDMOS транзистора

Нелинейная модель транзистора и методика анализа заимствованы из работ [2] и [3]. Анализ проводится во временной области, что особенно важно при анализе эффектов неустойчивости усилительного каскада.

Эквивалентная схема модели усилительного каскада представлена на рис. 2. В данной схеме присутствуют нелинейный источник тока стока I_d и нелинейные ёмкости затвор-исток C_g , сток-исток C_d и затвор-сток C_{gd} . В интересах упрощения процедуры анализа все внешние цепи согласования, кроме принципиально важных элементов, свернуты к эквивалентному генератору и нагрузке на каждой подвергаемой анали-

Таблица 1

Значения собственных индуктивностей рядов соединительных проводников и взаимных индуктивностей между ними

Параметр	L_1 , нГн	L_2 , нГн	L_3 , нГн	L_4 , нГн	M_{12} , нГн	M_{13} , нГн	M_{14} , нГн	M_{23} , нГн	M_{24} , нГн	M_{34} , нГн
Расчёт	0,09	0,07	0,18	0,21	0,005	0,0017	0,007	0,0008	0,002	0,045

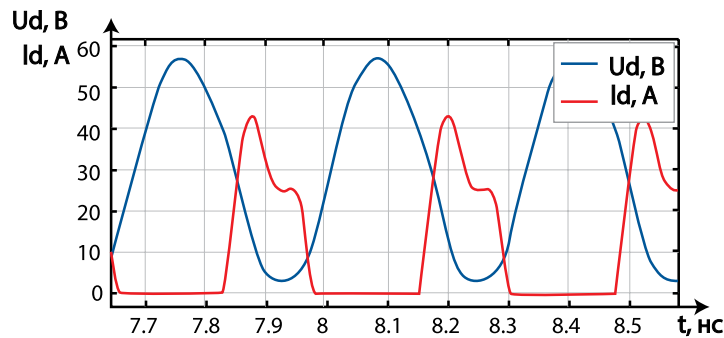


Рис. 3

Эпюры тока стока и напряжения сток-исток в существенно нелинейном режиме

зу несущей частоте возбуждения. В модели присутствуют все перечисленные в табл. 1 параметры за исключением L_1 и L_4 , поскольку последние интегрированы в индуктивность эквивалентного генератора L_{gg} и индуктивность эквивалентной нагрузки L_n . В модели исключена блокировочная ёмкость C_2 специально, чтобы исключить неустойчивость режима усилительного каскада по низкой частоте. Такие механизмы не входят в задачи анализа настоящей работы.

Параметры резистивных потерь составляют: $R_g = 0,1$ Ом, $R_d = 0,1$ Ом, $R_s = 0,05$ Ом; все эти значения определены относительно приближенно.

Типичные эпюры тока стока и напряжения сток-исток, полученные в результате анализа показаны на рис. 3. Здесь показан режим близкий к оптимальному в отношении выбора нагрузки и сопротивления источника возбуждения.

Характерное влияние на неустойчивость транзистора оказывает сопротивление потерь во входном МОП конденсаторе C_1 . Экспериментально обнаружено, что эквивалентное последовательное сопротивление этого МОП-конденсатора ёмкостью $C_1 = 100$ пФ составляет $R_1 = 0,03$ Ом, хотя погрешность измерения досконально не была оценена. Такая величина потерь существенно снижает выходную мощность в номинальном режиме (примерно на 25 %) и одновременно подавляет эффекты обратных связей. В каких-то ситуациях подобный эффект является приемлемым или даже позитивным, однако потенциальные возможности транзисторного кристалла оказываются искажёнными. В перспективе повышение до-

бротности согласующего конденсатора представляется вполне реальным. По этой причине величина R_1 принята равной 0,02 Ом.

В целом используемая модель не претендует на высокую точность расчётных параметров усилителя, однако пригодна для поведенческого анализа работы усилительного каскада.

В исходном варианте в усилительном каскаде все же присутствует один источник обратной связи, связанный с наличием ёмкости затвор-сток в структуре собственно транзистора. Чтобы оценить её роль, как внутреннего источника обратной связи, значение данной ёмкости было искусственно занижено на порядок по сравнению с реальным значением. При этом выходная мощность снижается примерно на 5 % по сравнению с вариантом, когда значение этой ёмкости соответствует графику на рис. 2. В дальнейшем этот фактор исключен из рассмотрения.

Оценка эффектов неустойчивости, вызванных взаимными индуктивностями в корпусе мощного СВЧ транзистора

Поиск областей неустойчивости эффективнее всего начинать с анализа амплитудной характеристики исследуемого каскада. На рис. 4 показаны три амплитудные характеристики транзистора на частоте 3,1 ГГц.

Разница между экспериментальными и расчётными кривыми может быть объяснена как неточностью параметров модели транзистора, так и неточностью эксперимента. Основная причина погрешностей в эксперименте связана с использованием внешних трансформаторов

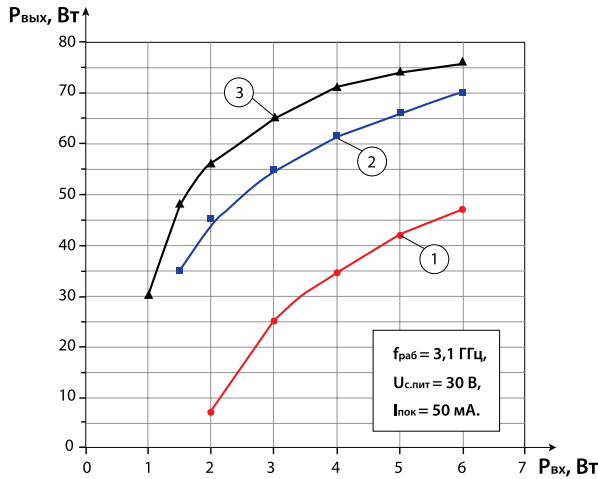


Рис. 4

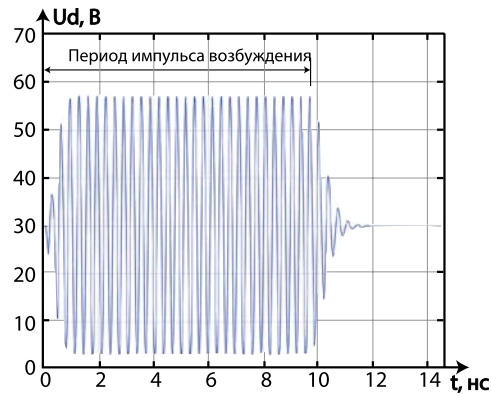
Расчётные и экспериментальные зависимости $P_{вых}$ от $P_{вх}$ исследуемого транзистора: при исключении всех взаимных индуктивностей (1), при наличии всех взаимных индуктивностей (2) и экспериментально снятая зависимость, полученная при скважности $Q = 100$ и длительности импульса возбуждения $\tau = 50$ мкс (3)

импеданса для достижения оптимального согласования каскада по входу и выходу при каждом значении входной мощности.

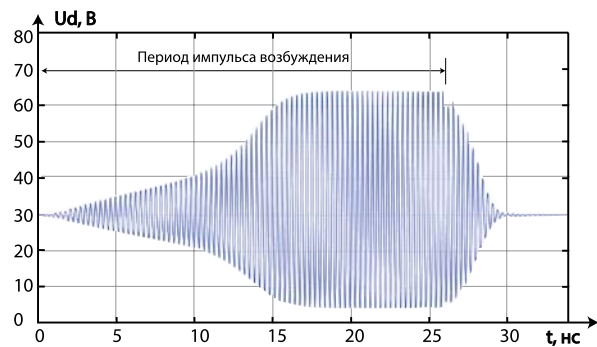
При движении от номинальной входной мощности 4 Вт к более низким значениям в модели со всеми взаимными индуктивностями наблюдается непрерывное изменение как формы, так и длительности переходных процессов.

Неустойчивость в модели со всеми взаимными индуктивностями можно оценить, исходя из рассогласования импеданса входного генератора и нагрузки. На рис. 5 представлены полученные в данной модели формы импульсов напряжения на стоке в зависимости от времени для различных случаев рассогласования.

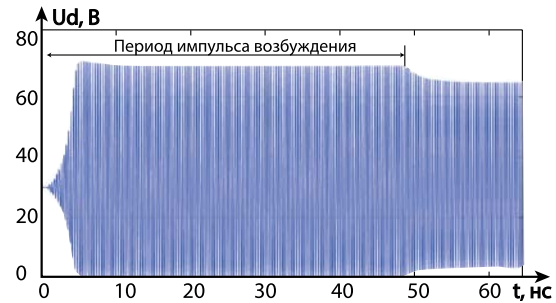
Меняя нагрузку и сопротивление входного генератора, можно от устойчивого режима (рис. 5а) перейти к условно неустойчивому, где обратная связь, вызванная взаимными индуктивностями, проявляется в виде увеличения длительности переднего и заднего фронтов (рис. 5б), и при дальнейшем рассогласовании транзистора можно перейти к ярко выраженной неустойчивости или автогенерации (рис. 5в).



(а)



(б)



(в)

Рис. 5

Зависимость напряжения на стоке U_d от времени для различных условий рассогласования

Автогенерация возникает после окончания импульса возбуждения, при этом частота колебаний в течение радиоимпульса возбуждения соответствует несущей частоте возбуждения (в данном случае – 3,1 ГГц), а в режиме последующей автогенерации частота несколько отличается, например, 3,04 ГГц. В этом примере эффект возникновения автогенерации реализован за счёт рассогласования выходной цепи в номи-

нальном режиме с КСВН в цепи нагрузки порядка 4 и при подборе фазы коэффициента отражения. Данный эффект сохраняется при снижении входной мощности до 1 Вт, при этом появляется затаянный передний фронт специфической формы.

Режим автогенерации может служить чётким критерием неустойчивости. Однако данный режим не был зафиксирован экспериментально, возможно, по причине метрологических сложностей. Расогласование нагрузки с КСВН равным 4 и при переборе фазы коэффициента отражения представляет опасность выхода из строя испытуемого транзистора.

В некоторых случаях, помимо изменений переходных процессов, в модели возникает ярко выраженная критичность выбора оптимальных (по максимуму $P_{вых}$) значений R_n , L_n (нагрузка) и R_{gg} , L_{gg} (источник возбуждения). Характерным оказывается явное несоответствие условий комплексного согласования во входной цепи и максимума выходной мощности в нагрузке. Это, несомненно, является эффектом регенерации, однако нелинейный режим существенно искажает его проявление.

В некоторых случаях можно наблюдать затухающую или установившуюся низкочастотную модуляцию амплитуды выходного радиоимпульса, что соответствует частоте биений несущей и собственной частоты автогенерации. Подобные колебания часто наблюдаются в реальной практике, однако в большинстве случаев они имеют другую природу, определяемую паразитными резонансами в цепях питания. В нашем случае для разделения негативных эффектов модель каскада специально лишена дроссельных элементов питания.

С целью обобщения результатов и расширения их за рамки конкретного типа прибора рабочая частота была повышена до 3,5 ГГц, где кристалл транзистора все еще обладает хорошими энергетическими показателями. В этом случае режим потери устойчивости с автогенерацией возникает уже при незначительной вариации нагрузки (при номинальной мощности возбуждения). Это означает необходимость использования другого корпуса и другой конфигурации

соединительных проводников для снижения взаимных индуктивностей между ними.

Помимо реакции транзистора на расогласование, неустойчивость, вызванная взаимными индуктивностями, может влиять на полосу рабочих частот и на изменение выходной мощности в диапазоне температур. Однако оценка этих характеристик выходит за рамки данной работы.

Заключение

Проведена оценка вклада каждой из взаимных индуктивностей, представленных в табл. 1. Оказалось, что наиболее существенный эффект на возникновение неустойчивости оказывает взаимная индуктивность M_{14} . Введение одного этого параметра при отсутствии остальных создаёт эффект неустойчивости даже более мощный, нежели в совокупности с остальными. Остальные составляющие обнаружили относительно более слабые эффекты, ведущие к неустойчивости.

В диапазоне частот 2,7-3,1 ГГц эффекты неустойчивости, вызванные взаимными индуктивностями, не угрожают исследуемому в данной работе транзистору, а только приводят к некоторому изменению его энергетических параметров. Неустойчивость в данном случае проявляется в изменении формы входных и выходных радиоимпульсов в случае наличия расогласования на входе и/или выходе.

Подавление взаимных индуктивностей может быть связано с использованием экранирующих соединительных проводников.

С повышением рабочих частот мощных СВЧ транзисторов любых типов подобная проблема нуждается в исследовании, а конструкция прибора по мере необходимости должна быть скорректирована.

Литература

1. Аронов В. Л., Романовский С. М. Моделирование взаимной индуктивности между внутренними проводниками в мощных СВЧ транзисторах // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2015. – № 4 (238). – С. 22-29.
2. Аронов В. Л., Евстигнеев А. А. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режи-

ме с учётом квазинасыщения // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2005. – № 1-2. – С. 24-33.

3. Аронов В. Л. Поведенческое моделирование мощного СВЧ усилительного каскада с полевым транзистором // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2011. – № 2. – С. 44-52.

References

1. Aronov V. L., Romanovsky S. M. Simulation of mutual induction between the intrinsic bonding wires in

microwave power transistors. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2005, № 1-2, pp. 24-33.

2. Aronov V. L., Evstigneev A. A. Simulation of the enhanced mode power bipolar transistor with quasi-saturation. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2015, № 4 (238), pp. 22-29.
3. Aronov V. L. Behavioral simulation of power microwave FET amplifier stage. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 2. Poluprovodnikovye pribory* [Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices], 2011, № 2, pp. 44-52.